

**PRIORITY DOCUMENT**  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)



07/031782  
200/2411  
REC'D 10 OCT 2000

WIPO

PCT

**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung  
einer Patentanmeldung**

EV

**Aktenzeichen:** 199 34 672.0

**Anmeldetag:** 23. Juli 1999

**Anmelder/Inhaber:** ROBERT BOSCH GMBH, Stuttgart/DE

**Bezeichnung:** Verfahren zur adaptiven Einstellung der  
Koeffizienten eines Entzerrers

**IPC:** H 04 B, H 04 L

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ur-  
sprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 15. September 2000  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident  
im Auftrag

Nietfried

20.07.99 Ti/Kat

5

ROBERT BOSCH GMBH, 70442 Stuttgart

10

Verfahren zur adaptiven Einstellung der Koeffizienten eines Entzerrers

Stand der Technik

15

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zur adaptiven Einstellung der Koeffizienten eines Entzerrers, wobei die Koeffizienten nach einem Fehlerkorrekturalgorithmus so adaptiert werden, daß

20 Intersymbolinterferenzen minimal werden.

Wenn Digitalsignale über Kanäle mit zeitvarianten Kanalverzerrungen übertragen werden sollen, sind im Empfänger adaptive Entzerrer notwendig, welche sich automatisch an die Kanalverzerrungen anpassen müssen, um diese zu kompensieren. Kanalverzerrungen treten beispielsweise auf Funkübertragungskanälen in Punkt-zu-Punkt-Richtfunkverbindungen aufgrund von

30

Mehrwegeausbreitungen auf. Es wird zwischen einfach abgetasteten und überabgetasteten Entzerrern unterschieden. Bei den einfach abgetasteten Entzerrern (baud-spaced equalizer) existiert sowohl am Eingang als auch am Ausgang jedes Symboltaktes genau ein Abtastwert. Da in diesem Fall die Abtastbedingung schon am Eingang des Entzerrers verletzt

35 wird, sind solche Entzerrer nur begrenzt leistungsfähig.

Wesentlich bessere Ergebnisse erhält man mit einem überabgetasteten Entzerrer (fractionally-spaced equalizer),

~~deren einfachste Ausführung genau zwei Abtastwerte je~~

Symboltakt am Eingang verarbeitet. Auch bei einem

5 überabgetasteten Entzerrer wird am Ausgang immer nur ein Abtastwert je Symboltakt berechnet, weil je Symboltakt auch immer nur ein Sendesymbol zu detektieren ist. Da übliche Fehlerkorrekturalgorithmen zur adaptiven Einstellung der Entzerrer-Koeffizienten nur das einfach abgetastete

10 Ausgangssignal auswerten können, fehlen bei überabgetasteten Entzerrern grundsätzlich wichtige Informationen zur kompletten Kontrolle über alle möglichen Koeffizienten-Einstellungen. Dies hat zur Folge, daß diese Art der Entzerrer zu einem unerwünschten „Koeffizientenwandern“

15 neigen, das mit den üblichen Algorithmen nicht mehr kontrolliert werden kann. Koeffizientenwandern heißt, daß aufgrund von Rundungsfehlern bei der Berechnung der Koeffizienten sehr langsame Veränderungen der adaptierten Korrekturgrößen für die Koeffizientenwerte in einer Richtung  
20 erfolgen. Zur Adaption der Entzerrer-Koeffizienten über abgetastete Entzerrer werden im allgemeinen folgende bekannte Algorithmen verwendet:

Während der Aquisitionsphase, solange der Sendeträger noch nicht erkannt wurde, die Regelschleife zur Trägerphasensynchronisation also noch nicht eingerastet ist, wird in der Regel der Constant Modulus Algorithmus (CMA) und während der Tracking-Phase, also im eigentlichen

Dauerbetrieb des Empfängers, der Least Mean Square

30 Algorithmus (LMSA) verwendet. Die beiden genannten

Algorithmen sind z.B. in K.D. Kammeyer, Nachrichtenübertragung, B.G. Teubner Verlag, Stuttgart, 1992, S. 313-316, 510-512 und in J.G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 1989, S. 561-569, 587-593

35 beschrieben.

Das Koeffizientenwandern wird insbesondere beim CMA-  
~~Algorithmus als Folge von Quantisierungsfehlern beobachtet,~~

---

5 da es gerade beim CMA-Algorithmus, der ein Algorithmus  
höherer Ordnung ist, schwierig ist, Offset-Fehler als Folge  
von Quantisierungsoperationen ganz zu vermeiden. Beim LMSA-Algorithmus führt die fehlende  
Kontrollfähigkeit besonders bei dynamischen  
10 Übertragungskanälen zu einer mangelhaften Adaption der  
Entzerrer-Koeffizienten an die Kanalveränderungen. Vor allem  
Kanäle mit Mehrwege-Empfang, wie man sie bei Punkt-zu-Punkt-  
Richtfunkverbindungen kennt, führen schon bei minderschweren  
Verzerrungen zu Ausfällen des Entzerrers, obwohl er von  
seiner prinzipiellen Leistungsfähigkeit durchaus in der Lage  
15 wäre, diese Kanäle zu entzerren.

Eine Gegenmaßnahme gegen das Phänomen des  
Koeffizientenwanderns bei einem überabgetasteten Entzerrer  
bildet der Tap-Leakage Algorithmus (TLA) der eine Variante  
20 des LMSA-Algorithmus ist. Der Tap-Leakage Algorithmus ist  
beschrieben bei R. D. Giltin, H. C. Meadors, S. B.  
Weinstein: The Tap-Leakage Algorithm: An Algorithm for the  
Stable Operation of a Digitally Implemented, Fractionally  
Spaced Adaptive Equalizer, BSDJ Nr. 8, VOL. 61, Oktober  
1982, Seite 1817 bis 1839. Gemäß dem TLA-Algorithmus werden  
vom Betrag der Koeffizienten kleinere Beträge abgezogen, um  
das Koeffizientenwandern rückgängig zu machen. Durch diese  
Maßnahme wird aber nicht nur das Koeffizientenwandern

---

30 vermieden, sondern sie führt auch zu einer Verschlechterung  
des Entzerrungsergebnisses, d. h. die  
Intersymbolinterferenzen nehmen wieder zu.

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, ein  
Verfahren der eingangs genannten Art anzugeben, mit dem das

Koeffizientenwandern verhindert werden kann, ohne die Entzerrungsqualität zu verschlechtern.

---

5 Vorteile der Erfindung

Die genannte Aufgabe wird mit den Merkmalen des Anspruchs 1 dadurch gelöst, daß die mit Hilfe des Fehlerkorrekturalgorithmus ermittelten Koeffizienten durch einen Korrekturterm so verändert werden, daß die Übertragungsfunktion des Entzerrers außerhalb des Nutzsignalfrequenzbandes für ein oder mehrere ausgewählte Frequenzen einen unverändert festen Wert annimmt. Anstelle der Übertragungsfunktion selbst kann auch eine erste und/oder eine höhere Ableitung der Übertragungsfunktion außerhalb des Nutzsignalfrequenzbandes für ein oder mehrere ausgewählte Frequenzen auf einen festen Wert gesetzt werden. Mit diesem Verfahren werden Überhöhungen der Übertragungsfunktion des Entzerrers zu beiden Seiten des Nutzsignalfrequenzbandes, welche auf das unerwünschte Koeffizientenwandern zurückzuführen sind, weitgehend reduziert. Damit wird verhindert, daß dynamische Fading-Ereignisse auf der Übertragungsstrecke zum Ausfall des Entzerrers führen, wenn z. B. eine bestimmte Koeffizienteneinstellung nicht mehr schnell genug adaptiert werden kann.

Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung gehen aus den Unteransprüchen hervor. So ist eine möglichst einfache

---

Berechnung von Korrekturtermen für die Koeffizienten möglich, wenn die Übertragungsfunktion oder die erste und/oder eine höhere Ableitung der Übertragungsfunktion bei der Frequenz  $2\pi/T$  und/oder der Frequenz  $3\pi/T$  und/oder der Frequenz  $4\pi/3T$  auf einen festen Wert gesetzt wird, wobei  $\pi/T$  die Eckfrequenz des Nutzsignalfrequenzbandes ist. Die Übertragungsfunktion oder eine erste und/oder höhere

Ableitung von ihr kann bei der (den) ausgewählten Frequenz(en) auf den Wert 0 oder einen anderen festen Wert gesetzt werden.

---

5

Zeichnung

Die Erfindung wird nun anhand eines Ausführungsbeispiels näher erläutert. Es zeigen:

10

Figur 1 ein Schaltbild eines adaptiven Entzerrers, Figur 2 eine Übertragungsfunktion des Entzerrers ohne die erfindungsgemäße Korrektur, Figur 3 eine Übertragungsfunktion des Entzerrers mit einer ersten Korrektur und

15

Figur 4 eine Übertragungsfunktion des Entzerrers mit einer zweiten Korrektur.

Beschreibung eines Ausführungsbeispiels

20

Der in der Figur 1 dargestellte adaptive Transversal-Entzerrer besitzt eine Verzögerungskette, von der die ersten beiden Verzögerungsglieder  $V_0$  und  $V_1$  zu sehen sind. Am Eingang 1 der Verzögerungskette liegt ein digitales Eingangssignal  $x$  an, das auf der Übertragungsstrecke von einem Sender zum Empfänger, in dem sich der adaptive Entzerrer befindet, verzerrt worden ist. In den einzelnen Verzögerungsgliedern  $V_0$ ,  $V_1$  wird das Eingangssignal  $x$

30

jeweils um  $T/2$  verzögert, wobei  $T$  der Symboltakt des Eingangssignals  $x$  ist. Aus der Verzögerungskette werden vor den einzelnen Verzögerungsgliedern die Symbole des verzerrten Eingangssignals  $x$  abgegriffen und jeweils einem Multiplizierer  $M_0$ ,  $M_1$  zugeführt, in dem das Symbol mit einem Koeffizienten  $w(0)$ ,  $w(1)$  gewichtet wird. Alle auf diese Weise im Entzerrer gebildeten mit den Koeffizienten  $w(0)$ ,

35

$w(1), \dots w(n)$  gewichteten Signalsymbole  $y(0), y(1), \dots y(n)$  werden von einem Summierer zu einem Ausgangssignal  $y$

---

~~zusammengefaßt. Das Ausgangssignal  $y$  wird einem Entscheider~~

ES zugeführt, der für jedes Symbol des Ausgangssignals  $y$   
5 entscheidet, welchem der möglichen Sendesymbole es am  
nächsten kommt, d.h. der Entscheider ES schätzt aufgrund der  
Symbole des Summierer-Ausgangssignals  $y$  die am  
wahrscheinlichsten gesendeten Sendesymbole. Am Ausgang 2 des  
Entscheiders ES sind also die geschätzten Sendesymbole  $a$   
10 abgreifbar. Außerdem erzeugt der Entscheider ES auch ein  
Fehlersignal  $e$ , das von der Ablage zwischen dem jeweiligen  
Symbol des Summierer-Ausgangssignals  $y$  und dem geschätzten  
Sendesymbol  $a$  abhängt.

15 Das Fehlersignal  $e$  wird Korrelatoren  $K0, K1$  zugeführt,  
welche für die Bildung der Koeffizienten  $w(0), w(1)$   
zuständig sind. Und zwar bestimmen die Korrelatoren  $K0, K1$   
nach einem bekannten Fehlerkorrekturalgorithmus, z. B. nach  
dem eingangs bereits erwähnten LMSA-Algorithmus, aus dem  
20 Fehlersignal  $e$  und den aus der Verzögerungskette  
abgegriffenen Symbolen des verzerrten Eingangssignal  $x$   
adaptive Änderungswerte für die Koeffizienten  $w(0), w(1)$ . Im  
Anschluß an jeden Korrelator  $K0, K1$  folgt ein Addierer  $A0,$   
 $A1$ , in dem zu dem vom Korrelator  $K0, K1$  ausgegebenen  
Änderungswert für den Koeffizienten  $w(0), w(1)$  ein  
Korrekturterm  $kt(0), kt(1)$  addiert wird. Die Korrekturterme  
 $kt(0), kt(1)$  werden in einem Prozessor (PZ) nach einem  
weiter unten noch näher beschriebenen Algorithmus gebildet.

---

Diese Korrekturterme  $kt(0), kt(1)$  zielen darauf ab, das  
30 eingangs erwähnte „Koeffizientenwandern“ zu vermeiden.

Auf die einzelnen Addierer  $A0, A1$  folgt jeweils ein  
Koeffizientenregister  $KR0, KR1$ , in dem über alle  
Änderungswerte, einschließlich der Korrekturterme für den

Koeffizienten  $w(0)$ ,  $w(1)$  integriert wird, woraus dann der jeweils aktuelle Koeffizient  $w(0)$ ,  $w(1)$  entsteht.

---

5 In der Figur 1 ist ein adaptiver Entzerrer für ein reelles digitales Eingangssignal  $x$  dargestellt. In einem digitalen Richtfunksystem werden aber in der Regel QAM-Signale ausgesendet. Dementsprechend müßten für einen QAM-Empfänger vier derartige adaptive Entzerrer vorgesehen werden, nämlich einer im Inphase-Zweig, einer im Quadraturphase-Zweig und zur Kompensation von Übersprechen ein adaptiver Entzerrer, der vom Inphase-Zweig auf den Quadraturphase-Zweig und einer der vom Quadraturphase-Zweig auf den Inphase-Zweig geschaltet ist.

10  
15 Im folgenden wird erläutert, wie der Prozessor PZ die Korrekturterme  $kt(k)$  mit  $k = 0, 1, \dots, n$  erzeugt. Wie bereits gesagt, soll durch die Korrekturterme  $kt(k)$  für die Koeffizienten  $w(k)$  das sogenannte Koeffizientenwandern unterbunden werden. In der Figur 2 ist eine  
20 Übertragungsfunktion  $E(\omega)$  eines Entzerrers dargestellt, wobei das Nutzsignalfrequenzband seine Eckfrequenzen bei  $\omega = \pm\pi/T$  hat, der Entzerrer aber das Spektrum im Bereich von  $\omega = -2\pi/T$  bis  $\omega = +2\pi/T$  beeinflussen kann. Das unerwünschte Koeffizientenwandern macht sich durch eine Verstärkung der vom Nutzsignal nicht genutzten Spektralbereiche erkennbar, die in der Figur 2 grau unterlegt sind. Der Korrekturterm  $kt(k)$  beeinflusst direkt die Übertragungsfunktion des Entzerrers, so daß die Überhöhungen außerhalb des

30 Nutzsignalfrequenzbandes reduziert werden, und dadurch kein Koeffizientenwandern mehr auftritt. Gleichzeitig bleibt aber die Übertragungsfunktion innerhalb des Nutzsignalfrequenzbandes davon vollständig unberührt, so daß die eigentliche Entzerrung nicht beeinträchtigt wird.

35 Für die Übertragungsfunktion  $E(\omega)$  des Entzerrers gilt:



$$\begin{aligned}
 E(\omega) &= \sum (w_i(k) + jw_q(k)) e^{-j\omega k T/2} \\
 &= E_i(\omega) + jE_q(\omega) \\
 &= \sum w_i(k) \cos \omega k \frac{T}{2} + \sum w_q(k) \sin \omega k \frac{T}{2} \\
 &+ j(-\sum w_i(k) \sin \omega k \frac{T}{2} + \sum w_q(k) \cos \omega k \frac{T}{2}) \quad (1)
 \end{aligned}$$

Hierbei sind  $w_i(k)$  und  $w_q(k)$  der  $k$ -te Inphase- und Quadraturphase-Koeffizient.

Die Summierung  $\sum$  erstreckt sich über alle Koeffizienten von  $k = 0$  bis  $k = n$ . Der im Prozessor PZ ablaufende Algorithmus soll, um die Übertragungsfunktion außerhalb des Nutzfrequenzbandes zu reduzieren, bei mindestens einer bestimmten Frequenz  $\omega_0 \gtrless \pm \pi/T$  eine Nullstelle oder einen anderen festen Wert der Übertragungsfunktion bilden. Als Zielfunktion des Algorithmus erhält man somit:

$$|E(\omega_0)|^2 = |E_i(\omega_0)|^2 + |E_q(\omega_0)|^2 \quad (2)$$

Da bei einem komplexen Entzerrer für QAM-Signale alle zugehörigen vier Teil-Entzerrer voneinander unabhängig in ihrer Übertragungsfunktion im obengenannten Sinne einzustellen sind, kann die Unterscheidung zwischen  $w_i$  und  $w_q$  für den Inphase-Zweig und den Quadraturphase-Zweig entfallen. Somit ergibt sich für den Betrag der Übertragungsfunktion:

$$|E(\omega_0)|^2 = \left| \sum w(k) \cos \omega_0 k \frac{T}{2} \right|^2 + \left| \sum w(k) \sin \omega_0 k \frac{T}{2} \right|^2 \quad (3)$$

und für ihren Gradienten:

$$\frac{\partial}{\partial w(k)} |E(\omega_0)|^2 = 2|E_i(\omega_0)| \frac{\partial |E_i(\omega_0)|}{\partial w(k)} + 2|E_q(\omega_0)| \frac{\partial |E_q(\omega_0)|}{\partial w(k)}$$

(4)

$$= 2 \cos \omega_0 k \frac{T}{2} \sum w(k) \cos \omega_0 k \frac{T}{2} + 2 \sin \omega_0 k \frac{T}{2} \sum w(k) \sin \omega_0 k \frac{T}{2}$$

5

Der Algorithmus zur Korrektur der Koeffizienten  $w(k)$  wird dann folgendermaßen gebildet:

$$w_{n+1}(k) = w_n(k) - \alpha \cdot \text{sign}[J(k)] \quad (5)$$

15

$w_n(k)$  ist der einen Zeittakt zuvor gebildete Koeffizient, und  $w_{n+1}(k)$  ist der aktuelle durch Addition des Korrekturterms  $kt(k) = -\alpha \cdot \text{sign}[J(k)]$  zum Koeffizienten  $w_n(k)$  hervorgehende Koeffizient. Übrigens ist der Übersichtlichkeit halber in der Gleichung (5) nicht der in den Korrelatoren  $K0, K1$  nach z.B. dem bekannten CMA- oder LMSA-Algorithmus gebildete Änderungswert für den Koeffizienten  $w_n(k)$  berücksichtigt.

In Gleichung (5) ist

20

$$J(k) = \frac{\partial}{\partial w(k)} |E(\omega_0)|^2$$

$$J(k) = W_c \cdot \cos \omega_0 k \frac{T}{2} + W_s \cdot \sin \omega_0 k \frac{T}{2} \quad (6)$$

25

Hierbei wurden die Abkürzungen

$$W_c = \sum w(k) \cos \omega_0 k \frac{T}{2} \quad (7)$$

$$W_s = \sum w(k) \sin \omega_0 k \frac{T}{2}$$

30

benutzt. Da nur eine sehr geringfügige Beeinflussung der Koeffizienten erwünscht ist (kleines  $\alpha$ ), kann der

Algorithmus im praktischen Betrieb zu einer Signumform vereinfacht werden. Der Wirksamkeitsfaktor  $\alpha$  für den

~~Korrekturterm  $k_t(k)$  wird durch Feldsimulation auf einen~~  
geeigneten Wert eingestellt.

5

Der Algorithmus soll ohne großen Aufwand realisierbar sein. Man muß sich deshalb auf solche Frequenzen  $\omega_0$  beschränken, welche eine einfache und möglichst periodische Berechnung der trigonometrischen Funktionen erlauben. Folgende Frequenzen kommen dafür in Frage:

10

$$\omega_A = \frac{2\pi}{T}, \quad \omega_B = \frac{3\pi}{2T} \quad \text{und} \quad \omega_C = \frac{4\pi}{3T}. \quad (8)$$

Die beiden einfachsten Fälle  $\omega_A$  und  $\omega_C$  sollen nun behandelt werden.

15

1. Fall:  $\omega_A = \frac{2\pi}{T}$

Für diesen besonders einfachen Fall gilt:

20

$$\sin \omega_A k \frac{T}{2} = \sin k\pi = 0 \quad (9)$$

$$\cos \omega_A k \frac{T}{2} = \cos k\pi = (-1)^k$$

25

und deshalb:

$$\frac{\partial}{\partial w(k)} |E(\omega_A)|^2 = 2(-1)^k \cdot \sum w(k)(-1)^k \quad (10)$$

Der komplette Algorithmus zur Adaption der Koeffizienten lautet entsprechend Gleichung (5) also:

30

$$w_{n+1}(k) = w_n(k) - 2\alpha \cdot \text{sign} \left[ (-1)^k \sum w(k)(-1)^k \right] \quad (11)$$

mit

$$J_A = 2(-1)^k \cdot \sum w_n(k)(-1)^k \quad (12)$$

5 Da an den unerwünschten Anteilen in der Übertragungsfunktion vorzugsweise die mittleren Koeffizienten beteiligt sind, kann der Algorithmus nach Gleichung (11) auf ein Intervall in der Größenordnung  $k \in [-4, 4]$  beschränkt werden. In Gleichung (12) müssen natürlich alle Koeffizienten berücksichtigt werden.

Das Ergebnis dieses Algorithmus zeigt die Figur 3, bei der erkennbar ist, daß bereits eine gewisse Reduzierung der Übertragungsfunktion außerhalb des Nutzsignalfrequenzbandes im Vergleich zur nicht korrigierten, in Figur 1 dargestellten Übertragungsfunktion eingetreten ist.

$$2. \text{ Fall: } \omega_c = \frac{4\pi}{3T}$$

20 Für diesen Fall gilt:

$$\sin \omega_c k \frac{T}{2} = \sin \frac{2}{3} k\pi = \Im(z^k) \quad (13)$$

$$\cos \omega_c k \frac{T}{2} = \cos \frac{2}{3} k\pi = \Re(z^k)$$

25

$$z = e^{j2\pi/3} = e^{j120^\circ}$$

Mit der Tabelle:

K	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
$\sin \frac{2}{3} k\pi$	$-\sqrt{0,75}$	0	$\sqrt{0,75}$	$-\sqrt{0,75}$	0	$\sqrt{0,75}$	$-\sqrt{0,75}$	0	$\sqrt{0,75}$

$\cos \frac{2}{3} k\pi$	-0,5	1	-0,5	-0,5	1	-0,5	-0,5	1	-0,5
-------------------------	------	---	------	------	---	------	------	---	------

gilt:

$$W_c = \sum w(k) \cos \omega_c k \frac{T}{2} = \sum w(3k) - 0,5 \sum [w(3k+1) + w(3k-1)] \quad (14)$$

5

$$W_s = \sum w(k) \sin \omega_c k \frac{T}{2} = \sqrt{0,75} \sum [w(3k+1) - w(3k-1)] \quad (15)$$

Um die Korrekturterme zu berechnen, werden weitere Abkürzungen eingeführt:

10

$$W_{-1} = \sum w(3k-1)$$

$$W_0 = \sum w(3k)$$

15

$$W_{+1} = \sum w(3k+1) \quad (16)$$

$$WD = W_{+1} - W_{-1}$$

$$WS = W_{+1} + W_{-1}$$

Damit gilt:

$$J_c(3k-1) = -\sqrt{0,75} \cdot W_s - 0,5 \cdot W_c = \frac{1}{4} (-3WD - 2W_0 + WS)$$

25

$$J_c(3k) = W_c \quad (17)$$

$$J_c(3k+1) = +\sqrt{0,75} \cdot W_s - 0,5 \cdot W_c = \frac{1}{4} (+3WD - 2W_0 + WS)$$

30

Während im 1. Fall  $J_A$  gemäß Gleichung (12) für alle Koeffizienten  $w(k)$  gilt, muß im 2. Fall  $J_c$  für drei

verschiedene Koeffizientengruppen  $w(3k-1)$ ,  $w(3k)$  und  $w(3k+1)$  unterschieden werden.

---

5 Eine sehr effiziente Korrektur der Koeffizienten ergibt sich, wenn der 1. Und der 2. Fall miteinander kombiniert werden:

$$w_{n+1}(k) = w_n(k) - \alpha_A \cdot \text{sign}[J_A(k)] - \alpha_C \cdot \text{sign}[J_C(k)] \quad (18)$$

10 Wie Figur 4 zeigt, bewirkt die adaptive Korrektur der Koeffizienten  $w_n(k)$  gemäß Gleichung (18) eine starke Absenkung der Spektralbereiche außerhalb des Nutzspektrums.

15 Anstatt, wie in Figur 3 und 4 dargestellt, durch die Korrektur Nullstellen in der Übertragungsfunktion zu erzwingen, kann die Übertragungsfunktion auch bei bestimmten Frequenzen auf einen konstanten Wert (z.B. 1) eingestellt werden.

20 Anstatt die Übertragungsfunktion der Entzerrers selbst bei bestimmten Frequenzen auf einen konstanten Wert einzustellen, kann auch eine erste und/oder höhere Ableitung der Übertragungsfunktion für eine oder mehrere ausgewählte Frequenzen auf einen konstanten Wert gesetzt werden.

---

20.07.99 Ti/Kat

---

ROBERT BOSCH GMBH, 70442 Stuttgart

---

5

### Ansprüche

10

1. Verfahren zur adaptiven Einstellung der Koeffizienten eines Entzerrers, wobei die Koeffizienten ( $w(0)$ ,  $w(1)$ ) nach einem Fehlerkorrekturalgorithmus so definiert werden, daß die Intersymbolinterferenzen minimal werden, dadurch gekennzeichnet, daß die mit Hilfe des Fehlerkorrekturalgorithmus ermittelten Koeffizienten ( $w(0)$ ,  $w(1)$ ) durch einen Korrekturterm ( $k(0)$ ,  $k(1)$ ) so verändert werden, daß die Übertragungsfunktion ( $E(\omega)$ ) des Entzerrers oder eine erste und/oder höhere Ableitung der Übertragungsfunktion außerhalb des Nutzsinalfrequenzbandes für ein oder mehrere ausgewählte Frequenzen einen unverändert festen Wert annimmt.

15

20

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Koeffizienten ( $w(0)$ ,  $w(1)$ ) so verändert werden, daß die Übertragungsfunktion ( $E(\omega)$ ) oder eine erste und/oder höhere Ableitung der Übertragungsfunktion bei der Frequenz  $2\pi/T$  und/oder der Frequenz  $3\pi/T$  und/oder der Frequenz  $4\pi/3T$  einen festen Wert annimmt, wobei  $\pi/T$  die Eckfrequenz des Nutzsinalfrequenzbandes ist.

30

35

3. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragungsfunktion ( $E(\omega)$ ) oder eine erste und/oder höhere Ableitung der Übertragungsfunktion bei der (den) ausgewählten Frequenz(en)

auf den Wert 0 oder einen anderen konstanten Wert gesetzt  
wird (werden).

---



---

~~20.07.99 Ti/Kat~~

---

5 ROBERT BOSCH GMBH, 70442 Stuttgart

10 Verfahren zur adaptiven Einstellung der Koeffizienten eines  
Entzerrers

Zusammenfassung

15 Die Koeffizienten ( $w(0)$ ,  $w(1)$ ) eines Entzerrers werden nach  
einem Fehlerkorrekturalgorithmus so adaptiert, daß  
Intersymbolinterferenzen minimal werden. Um ein  
Koeffizientenwandern bei der adaptiven Entzerrung zu  
vermeiden, werden die mit Hilfe des  
20 Fehlerkorrekturalgorithmus ermittelten Koeffizienten ( $w(0)$ ,  
 $w(1)$ ) durch einen Korrekturterm ( $kt(0)$ ,  $kt(1)$ ) so verändert,  
daß die Übertragungsfunktion des Entzerrers außerhalb des  
Nutzsignalfrequenzbandes für ein oder mehrere ausgewählte  
Frequenzen einen günstigen Wert annimmt.

(Figur 1)

---

1/2

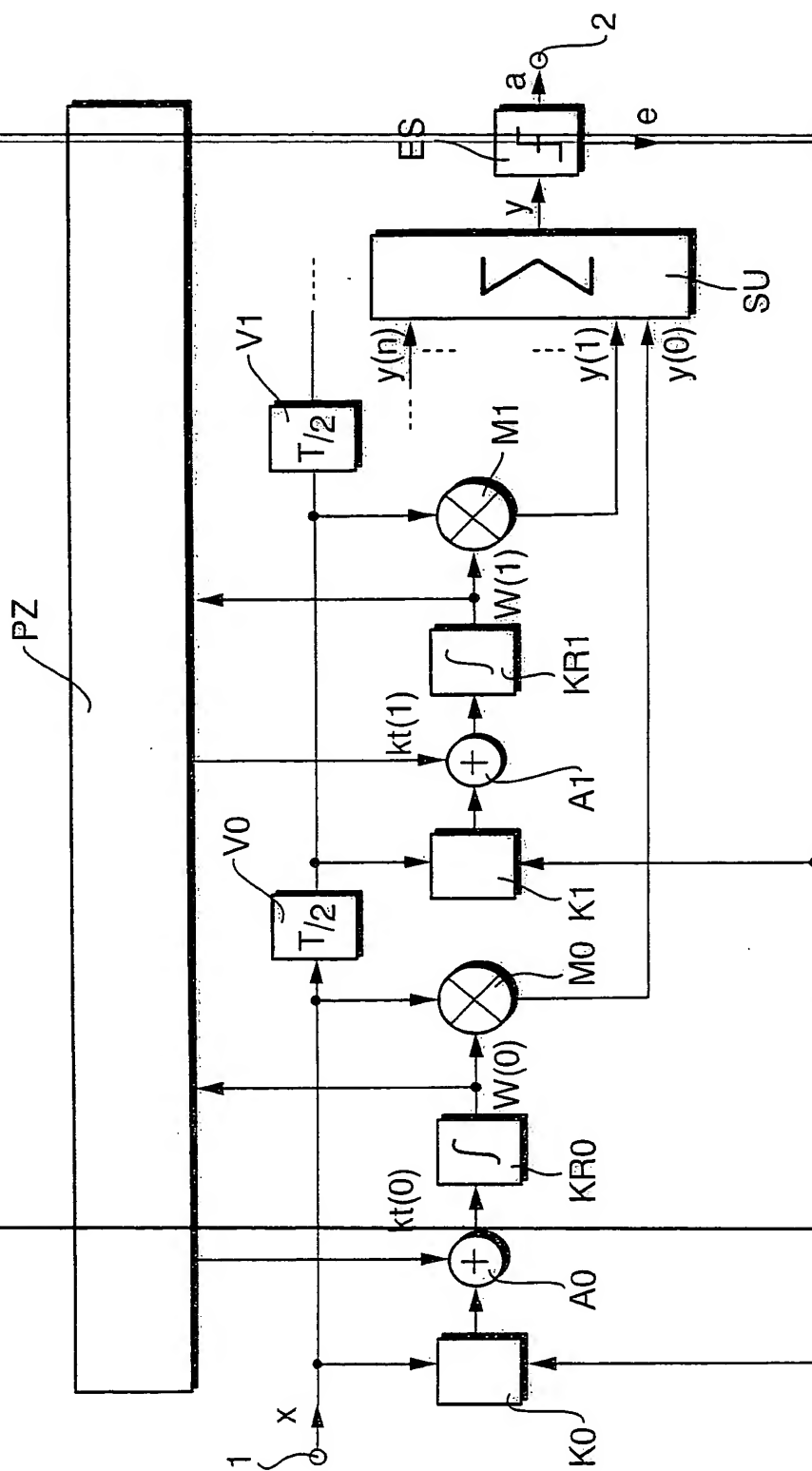


Fig. 1

2/2

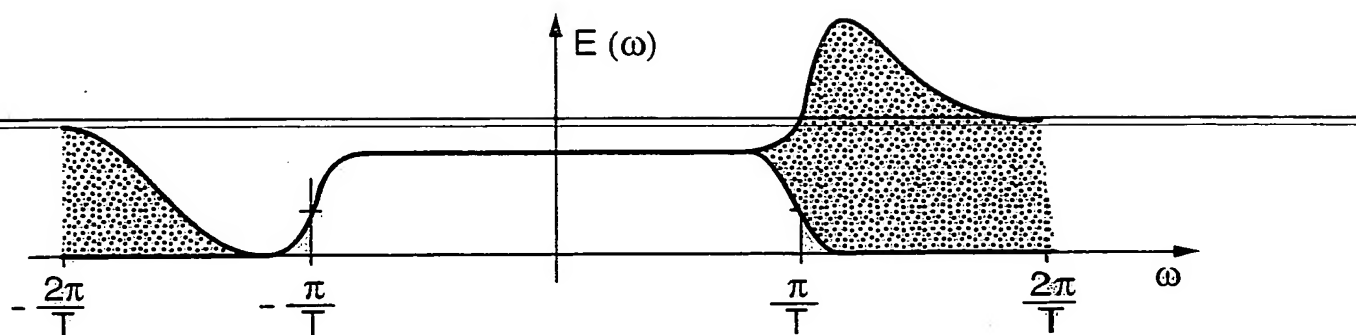


Fig. 2

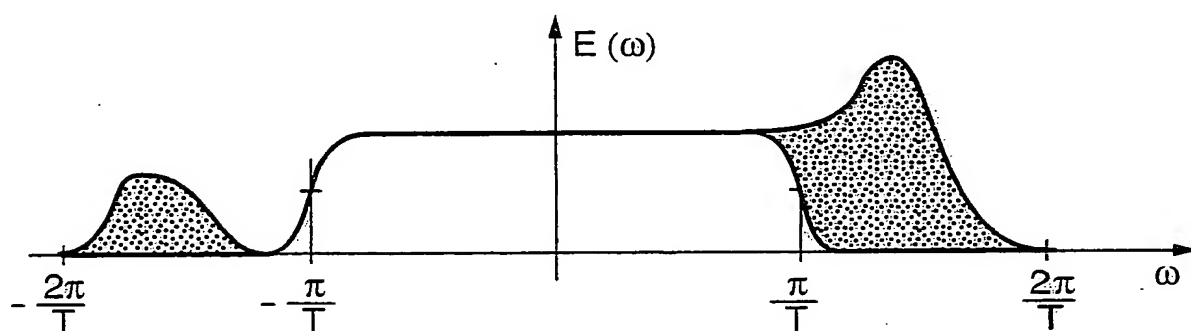


Fig. 3

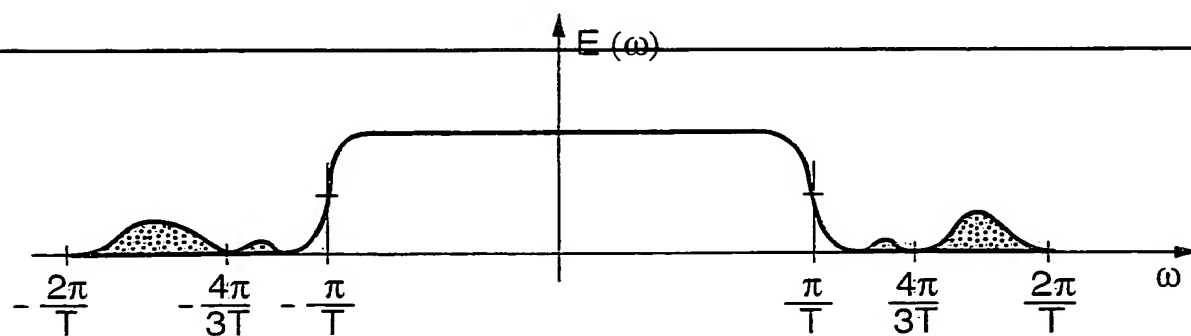


Fig. 4

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**